

# Procedimiento de Calibración para la Medida de Dispositivos a Temperaturas Criogénicas: Aplicación al Diseño de Amplificadores de Microondas

Juan Luís Cano<sup>(1)</sup>, M. Luisa de la Fuente, Eduardo Artal, Beatriz Aja, Juan Pablo Pascual

<sup>(1)</sup> [juanluis.cano@unican.es](mailto:juanluis.cano@unican.es)

Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria  
Avd. de los Castros s/n, 39005 Santander, Spain

**Abstract-** This work presents a calibration procedure based on the LRL (Line-Reflect-Line) technique which corrects the drift errors of the network analyzer when the calibration process involves several thermal cycles for cooling the different standards taking long time to finish the measurement process in a cryogenic system. This procedure requires to calibrate each time outside the cryostat before measuring the standards and finally to apply a LRL de-embedding routine to obtain the DUT S-parameters. This technique, especially suitable for in-fixture devices in a cryogenic environment, is applied for measuring the S-parameters of an E-pHEMT device operating at 40 K from 0.4 to 3.2 GHz as a starting point for designing an amplifier in this band. Measurements of S-parameters, using the proposed procedure, of this amplifier at 40 K are presented.

## I. INTRODUCCIÓN

Cuando se diseñan tanto sistemas como circuitos para trabajar a temperaturas criogénicas es muy útil disponer de los parámetros de Scattering (parámetros-S) de los dispositivos que conforman esos circuitos bajo esas condiciones con el fin de conseguir un diseño óptimo. La medida de parámetros-S con precisión en microondas es en muchas ocasiones una tarea complicada cuya dificultad aumenta con la frecuencia. En criogenia, el proceso de calibración se complica aun más porque en la mayoría de los casos el plano de calibración deseado no es accesible desde el exterior del criostato y por tanto, se necesitan varios ciclos térmicos para poder medir todos los estándares de calibración, lo cual puede llegar a consumir mucho tiempo dependiendo del sistema criogénico disponible.

En general, sin tener en cuenta la técnica de calibración que se utilice, los procedimientos de calibración en criogenia pueden dividirse en dos grupos, dependiendo del número de ciclos térmicos que necesiten, los cuales implican conectar el estándar, enfriar el sistema, medir y calentar de nuevo hasta temperatura ambiente para poder cambiar el estándar.

En el primer grupo están los que sólo necesitan un ciclo térmico. Todos los estándares necesarios se tienen que introducir dentro del criostato junto con el DUT para poder aplicar la técnica de calibración una vez que el sistema es enfriado. En el caso de dispositivos en oblea esto es inmediato y preciso si se dispone de una estación de sondas criogénica [1]-[3]. En el caso de dispositivos encapsulados se necesita un método para conmutar el camino eléctrico entre los diferentes elementos a medir. Esto se puede realizar

utilizando un pasamuros por cada elemento a medir [4] o mediante un conmutador ubicado en el interior del criostato y controlado exteriormente. La precisión de estos dos últimos métodos se ve afectada por las desigualdades de los diferentes caminos eléctricos ya que se suponen iguales durante el proceso de calibración. Por otro lado, dentro de los procedimientos con un único ciclo térmico, están aquellas técnicas que realizan la calibración a temperatura ambiente y corrigen las medidas en frío aplicando un desfase y así desplazar el plano de referencia. Estas técnicas están muy limitadas en frecuencia debido a que la inclusión de un desfase en la medida en frío no es suficiente para caracterizar los cambios sufridos por los estándares durante el proceso de calibración [5], [6].

En el segundo grupo es necesario un ciclo térmico por cada elemento a medir. Dentro de este grupo, las medidas más precisas se consiguen utilizando útiles de medida, comerciales o de fabricación propia, con dos conectores y portadores intercambiables [7], [8]. Desgraciadamente, estos útiles son caros o difíciles de fabricar y por tanto se recurre a aquellos con múltiples conectores, los cuales son fáciles de diseñar y proporcionan suficiente precisión en el rango de frecuencias donde la suposición de que todos los conectores son iguales sigue siendo válida [9].

En todo sistema de medida conviven tres fuentes de error: los errores aleatorios, que son variables en el tiempo y por tanto no pueden ser eliminados de la medida; los errores sistemáticos que son estables en el tiempo y por tanto se pueden eliminar mediante una adecuada calibración; y finalmente los errores de deriva, los cuales se producen por variaciones del comportamiento de los componentes a lo largo del tiempo (generalmente los instrumentos), por lo que son importantes en aquellas calibraciones prolongadas [10].

En el procedimiento que se propone en este artículo se realiza una calibración SOLT (Short-Open-Load-Thru) del analizador de redes antes de medir cada estándar y el DUT, por lo que se eliminan tanto los errores sistemáticos del mismo como los errores de deriva. Estas medidas sirven de entrada a una rutina de de-embedding LRL simplificada, para trasladar el plano de calibración a los terminales del dispositivo (plano LRL). Por tanto, el problema se reduce a determinar los ocho coeficientes de error existentes entre los planos de calibración SOLT y LRL.

El procedimiento descrito se utiliza para la medida de los parámetros-S de un transistor E-pHEMT enfriado a 40 K en la banda de 0.4 a 3.2 GHz. Para demostrar la conveniencia de tener estos datos cuando se va a diseñar un circuito en criogenia, se muestra el diseño y medida de un amplificador enfriado a estas temperaturas.

## II. PROCEDIMIENTO DE CALIBRACIÓN

La calibración LRL es una conocida técnica que permite corregir los errores sistemáticos de un sistema de medida ubicando el plano de calibración en el punto deseado a lo largo de la línea más corta del conjunto de estándares [11]. Desafortunadamente, no corrige los errores de deriva que surgen cuando el proceso de calibración se prolonga en el tiempo, lo cual es el objetivo de este documento. El procedimiento que se propone se inicia conectando uno de los estándares a los pasamuros del criostato y enfriando éste hasta la temperatura deseada.

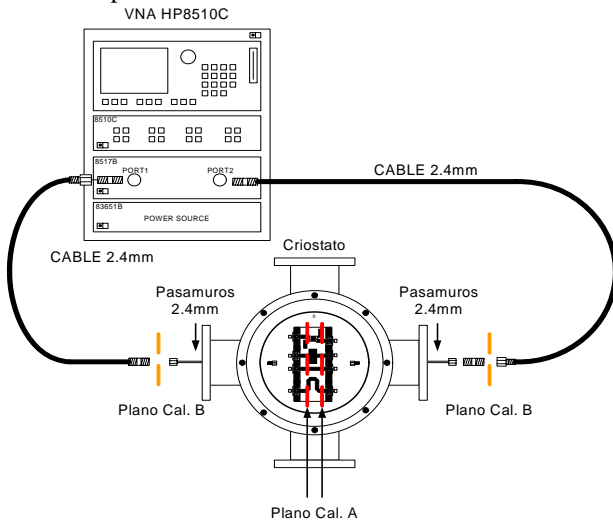


Fig. 1. Sistema para la medida de parámetros-S en criogenia.

### A. Calibración SOLT

La calibración se aplica en el plano B (líneas amarillas en la Fig. 1) con lo que los errores sistemáticos y de deriva del analizador son corregidos antes de tomar las medidas de los estándares. Esta técnica corrige los errores en ambos puertos por lo que, después de aplicarla, se puede suponer un sistema de medida ideal desde el plano B hacia el analizador.

Después de la calibración SOLT, los únicos errores sistemáticos que permanecen en el sistema de medida son aquellos debidos a los accesos al criostato, compuestos por los pasamuros, transiciones y el test-fixture. Una vez que el sistema se encuentra a la temperatura objetivo se aplica la calibración SOLT y se mide el estándar, guardando el resultado en un archivo para aplicar la rutina LRL al final del proceso. A continuación, se calienta de nuevo el sistema para poder abrirlo y cambiar el elemento a medir.

### B. Técnica de calibración LRL simplificada

Una vez completado el paso anterior se dispone de, al menos cuatro archivos, tres de los estándares y uno del DUT, referidos al plano B y medidos a temperatura criogénica.

Para obtener los parámetros-S del DUT en el plano A (líneas rojas en la Fig. 1) se tienen que calcular los ocho términos de error de la Fig. 2,  $e_{ij}$ , lo cual representa una

simplificación del modelo general de 12 términos de error de la técnica LRL clásica. El procedimiento para determinar estos ocho términos de error a partir de las medidas, utilizando un estándar THRU de longitud diferente de cero, puede encontrarse en otros trabajos [12], [13].

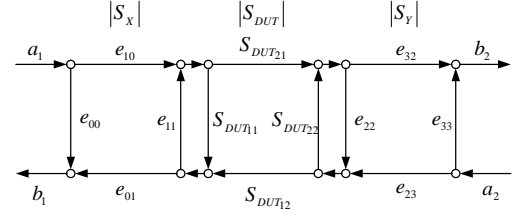


Fig. 2. Modelo de ocho términos de error de la técnica LRL simplificada.

Finalmente, una vez obtenidos los términos de error, los parámetros-S del DUT en el plano de calibración A se obtienen a partir de las siguientes ecuaciones.

$$S_{DUT11} = \frac{e_{22}S_{TOT12}^m S_{TOT21}^m + (e_{00} - S_{TOT11}^m)(e_{22}S_{TOT22}^m - \Delta S_Y)}{D} \quad (1)$$

$$S_{DUT22} = \frac{e_{11}S_{TOT12}^m S_{TOT21}^m + (e_{33} - S_{TOT22}^m)(e_{11}S_{TOT11}^m - \Delta S_X)}{D} \quad (2)$$

$$S_{DUT12} = \frac{-e_{10}e_{32}S_{TOT12}^m}{D} \quad (3)$$

$$S_{DUT21} = \frac{-e_{01}e_{23}S_{TOT21}^m}{D} \quad (4)$$

Donde los parámetros-S,  $S_{TOTij}^m$ , proceden de las medidas del DUT en el plano B, y D está definido por (5).

$$D = e_{11}e_{22}S_{TOT12}^m S_{TOT21}^m - (e_{11}S_{TOT11}^m - \Delta S_X)(e_{22}S_{TOT22}^m - \Delta S_Y) \quad (5)$$

$$\Delta S_X = e_{00}e_{11} - e_{01}e_{10} \quad (6)$$

$$\Delta S_Y = e_{22}e_{33} - e_{23}e_{32} \quad (7)$$

### C. Parámetros-S del DUT

El dispositivo a medir es el transistor ATF-551M4 de Agilent Technologies el cual está indicado como dispositivo de bajo ruido para aplicaciones hasta 6 GHz [14]. Debido a que no es posible obtener los parámetros-S del DUT con la calibración LRL clásica sin errores de deriva a temperaturas criogénicas, es decir, calibrando en el momento de la medida, utilizando el sistema disponible, como se ha comentado anteriormente, la comparación de los resultados obtenidos utilizando el procedimiento presentado y la técnica LRL clásica se realiza a temperatura ambiente.

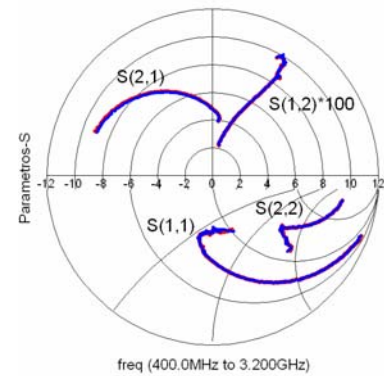


Fig. 3. Parámetros-S del DUT medidos con el procedimiento propuesto en este documento (rojo) y con la técnica LRL clásica sin errores de deriva (azul), a temperatura ambiente.

El procedimiento sugerido tiene la misma precisión y limitaciones que la técnica LRL aplicada en un útil de medida de fabricación propia con múltiples conectores. Las diferencias en la Fig. 3 son menores de  $0.5^\circ$  en fase y menores de 0.1 dB en magnitud, las cuales pueden ser atribuidas a la repetibilidad de los conectores entre ambos métodos.

Una vez que se ha validado el procedimiento de calibración y medida, se presentan los parámetros-S del DUT a 40 K y se comparan con los obtenidos a temperatura ambiente con el objetivo de ver las diferencias causadas por el cambio de temperatura.

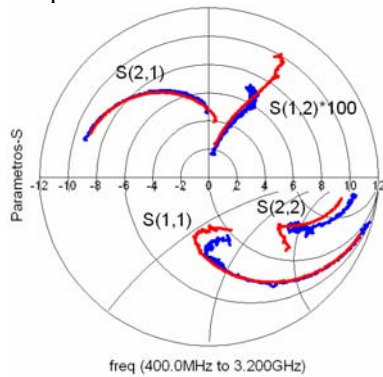


Fig. 4. Comparación entre los parámetros-S del DUT a temperatura ambiente (rojo) y a 40 K (azul), ambos medidos con el procedimiento descrito en este documento.

Las diferencias que se aprecian en la Fig. 4 no parecen muy notables, pero se convierten en relevantes cuando se diseñan circuitos para operar a temperaturas criogénicas con el dispositivo. La magnitud del  $S_{21}$  se incrementa en unos 2 dB mientras que las magnitudes de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  empeoran entre 1 y 2 dB cuando se enfría el dispositivo. Ambas medidas se han tomado en el mismo punto de polarización,  $V_{ds} = 2$  V e  $I_{ds} = 10$  mA ( $V_{gs} = 0.42$  V a temperatura ambiente y 0.62 V a 40 K).

### III. DISEÑO DEL AMPLIFICADOR

Para demostrar la conveniencia de disponer de parámetros-S en criogenia cuando se diseñan circuitos para operar en estas condiciones se diseña un amplificador mono-etapa con los parámetros obtenidos anteriormente para la banda de 1.6 a 2 GHz. Como no se dispone de un modelo de ruido a estas temperaturas para este dispositivo, se opta por realizar un diseño en el que predominen las características de ganancia y adaptación en vez de buscar la minimización del ruido, como sería lógico en un diseño para aplicaciones criogénicas.

El diseño comienza con la estabilización del transistor, ya que su alta ganancia, aumentada por el descenso de temperatura, lo hace potencialmente inestable en el rango de frecuencias de interés ( $\mu < 1$ ). Como redes de estabilización se opta por conectar una resistencia en paralelo tanto en puerta como en drenador. Ésta es una solución fácil y efectiva para este diseño pero totalmente desaconsejable en un diseño para bajo ruido.

Una vez estabilizado el transistor se diseñan las redes de adaptación que transformen las impedancias de entrada y salida del dispositivo en la impedancia del sistema. Estas redes de adaptación están formadas por bobinas y condensadores de montaje superficial junto con tramos de

líneas de transmisión sobre el sustrato utilizado, GML1000 ( $\epsilon_r = 3.2$ ,  $h = 30$  mils).

Finalmente se diseñan las redes de alimentación formadas por bobinas de alto valor para que actúen como bloqueo de la señal de RF, condensadores a masa con diferentes valores para que filtren la señal de RF y tramos de líneas de transmisión.

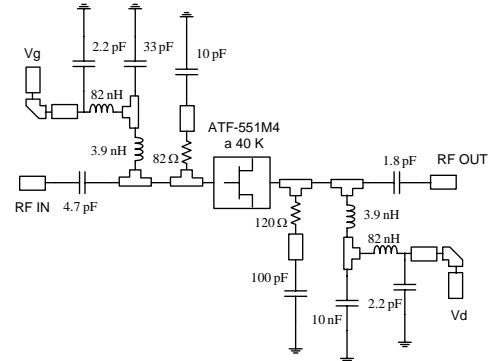


Fig. 5. Esquema del amplificador diseñado.

### IV. CONFIGURACIÓN DEL SISTEMA Y MEDIDAS

Para las medidas, este amplificador se monta en el interior de una caja metálica con conectores SMA para la señal de RF y pasamuros para la señal DC, los cuales proporcionan un filtraje adicional de la señal de RF. Para poder medir los parámetros-S de este circuito es necesario realizar un útil de medida que permita situar los planos de calibración en las líneas de acceso de RF del amplificador. Este útil se diseña para incluir todos los estándares, usando un corto circuito como elemento con un alto coeficiente de reflexión y dos líneas con una diferencia entre sus longitudes de  $\lambda/4$  a la frecuencia central de diseño, con el objetivo de cubrir la banda desde 0.4 hasta 3.2 GHz [11].

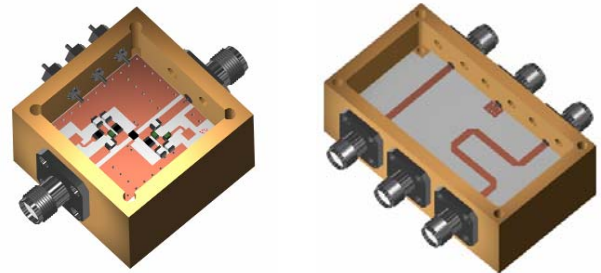


Fig. 6. Representación artística de los montajes del amplificador y del test-fixture para la calibración.

El sistema de criogenia disponible está formado por un criostato de ciclo cerrado de helio con una potencia de 2.5 W a 20 K, además de los elementos necesarios para bombear el helio y hacer el vacío en el sistema. Cuando el sistema se encuentra enfriado a la mínima temperatura (dedo frío a 12 K) el DUT se encuentra a 40 K, medido con sensores modelo DT-670 de LakeShore (diodos de silicio).

El analizador de redes utilizado es el modelo 8510C de Hewlett-Packard, el cual permite hacer medidas vectoriales (VNA). Este analizador se conecta a los pasamuros de RF del criostato a través de cables coaxiales flexibles y estables en fase con conectores 2.4 mm (modelo Phaseflex de GORE).

Una vez que el sistema de medida es configurado, se conecta un estándar dentro del criostato y se enfría éste hasta

la mínima temperatura. Cuando se alcanza este valor se realiza la calibración SOLT y se mide el estándar, guardando el resultado en un archivo. Finalmente, el criostato se calienta y se cambia el estándar para empezar de nuevo. Este ciclo térmico dura alrededor de ocho horas por lo que son necesarios varios días para completar el proceso de calibración y medida.

Cuando se dispone de todos los archivos, se ejecuta una rutina Matlab© con la programación de la técnica LRL simplificada, obteniéndose los parámetros-S del DUT en el plano deseado.

## V. RESULTADOS

En la siguiente figura se muestran los resultados obtenidos tras medir los parámetros-S del amplificador, tanto a temperatura ambiente (296 K) como en criogenia (40 K). Se ha añadido a los resultados la simulación del circuito de la Fig. 5, esto es, el amplificador diseñado con los parámetros-S del transistor obtenidos a 40 K con el procedimiento de calibración presentado.

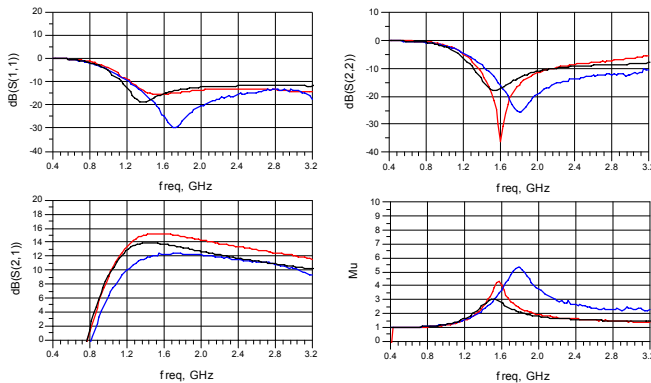


Fig. 7. Resultados obtenidos tras medir el amplificador a 40 K (rojo) y a temperatura ambiente (negro). Comparación con la simulación (azul).

Como se puede ver en la Fig. 7, por lo general los resultados medidos en criogenia son más parecidos a los simulados bajo estas condiciones, lo cual pone de manifiesto la importancia de tener datos en estas condiciones como paso previo al diseño del circuito. Las diferencias que se encuentran entre la simulación y la medida en frío se pueden deber a que del resto de componentes del amplificador no se han utilizado modelos en frío y, además, a que el transistor con el que se montó el amplificador no fue el mismo al que se le hicieron las medidas de parámetros-S.

## VI. CONCLUSIONES

En este documento se ha presentado un procedimiento de calibración, basado en la técnica LRL, para corregir los errores de deriva en un sistema de medida. Se ha demostrado que el procedimiento presentado tiene la misma precisión que la técnica LRL cuando esta última se aplica en el momento de realizar la medida a temperatura ambiente, y mejora los resultados que se obtienen a temperaturas criogénicas, ya que la técnica LRL no se puede aplicar en estas condiciones en el sistema criogénico disponible sin la aparición de errores de deriva.

Las limitaciones en frecuencia de este procedimiento son las mismas que las de la técnica LRL. En el caso presentado en este artículo, el uso de un útil de medida de fabricación propia y con múltiples conectores representa la mayor fuente de error debido a la suposición de que todos los conectores tienen el mismo comportamiento. Para altas frecuencias, es preferible la utilización de un útil con sólo dos conectores y portadores intercambiables.

Finalmente, se ha demostrado la importancia de tener los parámetros-S en frío cuando se diseñan circuitos bajo estas condiciones a través del diseño y medida de un amplificador enfriado a 40 K.

## AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Educación y Ciencia a través del Programa Nacional de Espacio, proyecto ESP2004-07067-C03-02 y la beca FPI BES-2005-6730.

## REFERENCIAS

- [1] J. Laskar and M. Feng, "An on-wafer cryogenic microwave probing system for advanced transistor and superconductor applications", *Microwave Journal*, Vol. 36, pp. 104-114, February 1993.
- [2] J. Laskar, J. J. Bautista, M. Nishimoto, M. Hamai, and R. Lai, "Development of accurate on-wafer, cryogenic characterization techniques", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 44, No. 7, pp. 1178-1183, July 1996.
- [3] I. Angelov, N. Wade Falk, J. Stenarson, E. Kollberg, P. Starski, and H. Zirath, "On the performance of low noise low DC power consumption cryogenic amplifiers", *Proc. IEEE Microwave Theory and Tech. - Symp.*, 2000.
- [4] F. A. Miranda and B. T. Ebihara. Disponible en: <http://www.nasatech.com/Briefs/Aug98/LLEW16567.html>.
- [5] W. Brockerhoff, H. Meschede, W. Prost, K. Heime, G. Weimann, and W. Schlapp, "RF measurements and characterization of heterostructure field-effect transistors at low temperatures", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 37, No. 9, pp. 1380-1388, September 1989.
- [6] R. Lai, P. K. Bhattacharya, D. Yang, T. L. Brock, S. A. Alterovitz, and A. N. Downey, "Characteristics of 0.8- and 0.2- $\mu$ m gate length  $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}/\text{In}_{0.52}\text{Al}_{0.48}\text{As}/\text{InP}$  ( $0.53 \leq x \leq 0.70$ ) modulation-doped field-effect transistors at cryogenic temperatures", *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 39, No. 10, pp. 2206-2213, October 1992.
- [7] F. Séjalon, M. Chaubet, L. Escotte, and J. Graffeuil, "Application of the TRL calibration techniques for HEMT's microwave characterization at temperatures down to 77 K", *GaAs Applications Symp.*, GAAS 1992.
- [8] J. W. Smuk, M. G. Stubbs, and J. S. Wight, "An enhanced microwave characterization technique for cryogenic temperatures", *Electron. Lett.*, Vol. 26, pp. 2127-2129, December 1990.
- [9] "In-fixture measurements using vector network analyzers", *Agilent AN 1287-9*, Agilent Technologies, 2000.
- [10] "Applying error correction to network analyzer measurements", *Agilent AN 1287-3*, Agilent Technologies, 2002.
- [11] "Network analysis applying the 8510 TRL calibration for non-coaxial measurements", *Agilent PN 8510-8A*, Agilent Technologies, 2001.
- [12] D. K. Rytting, "Improved RF hardware and calibration methods for network analyzers", *RF Microwave Meas. Symp. Exhib.*, Hewlett-Packard, 1991.
- [13] R. R. Pantoja, M. J. Howes, J. R. Richardson, and R. D. Pollard, "Improved calibration and measurement of the Scattering parameters of microwave integrated circuits", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 37, No. 11, pp. 1675-1680, November 1989.
- [14] ATF-551M4 Datasheet. Disponible en: [www.avagotech.com](http://www.avagotech.com)